



HAL
open science

Observateur de couple de charge pour la minimisation des ondulations de couple des machines synchrones à aimants permanents

Laurent Gasc, Maurice Fadel, Stéphan Astier, Lionel Calegari

► **To cite this version:**

Laurent Gasc, Maurice Fadel, Stéphan Astier, Lionel Calegari. Observateur de couple de charge pour la minimisation des ondulations de couple des machines synchrones à aimants permanents. *Electrotechnique du Futur* 2003, Dec 2003, Gif-sur-Yvette, France. hal-03538906

HAL Id: hal-03538906

<https://ut3-toulouseinp.hal.science/hal-03538906v1>

Submitted on 21 Jan 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Observateur de couple de charge pour la minimisation des ondulations de couple des machines synchrones à aimants permanents

L. Gasc¹, M. Fadel¹, S. Astier¹, L. Calegari².

¹ *Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle*

Unité Mixte de Recherche INPT-ENSEEIH / CNRS

BP 7122 - 2 rue Camichel - 31071 TOULOUSE Cedex 7 - France

e-mail (gasc, fadel, astier)@leei.enseeiht.fr

² *Renault*, Direction de la Recherche, Groupe Conversion d'Energie

1 avenue du Golf, 78288 Guyancourt Cedex, France

Résumé - La minimisation des ondulations de couple des moteurs synchrones à aimants permanents passe par un choix judicieux de la structure du moteur mais aussi par la synthèse de lois de commande adéquates. Dans ce but, nous avons développé un régulateur RST couplé à un observateur de couple de charge. L'observateur de couple est défini à partir de l'équation mécanique permettant une bonne évaluation de l'ensemble des perturbations subies par l'axe mécanique. La perturbation et notamment les ondulations de couple sont ensuite annihilées par la génération d'un courant de référence adéquat. La présence de cet observateur permet d'assurer une meilleure maîtrise du comportement de l'actionneur en rejetant les perturbations.

I. INTRODUCTION

Le concept de direction assistée pour automobile a grandement contribué à améliorer le confort du conducteur par le biais d'un système hydraulique réalisant une amplification de l'effort appliqué au volant. Cependant, les constructeurs automobiles entrevoient certains inconvénients de la direction assistée hydraulique et ont envisagé une solution de remplacement au moyen d'un actionneur électrique. Dans la gamme des moteurs alternatifs, le choix est vaste avec les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à aimants permanents ou à réluctance variable. Au regard des qualités générales des différents types de machines, le moteur synchrone à aimants permanents séduit par ses caractéristiques principales qui font de lui un moteur à un fort couple massique et de très bon rendement. Cependant, qu'il soit alimenté en courant sinusoïdal ou rectangulaire, le moteur synchrone à aimants permanents génère un couple présentant des ondulations liées à la position angulaire du rotor. Ces ondulations ont globalement deux origines : le couple de détente dû à la modulation du flux des aimants par les encoches et la distorsion de la répartition du flux dans l'entrefer. La minimisation des ondulations de couple est indispensable dans l'application de direction assistée électrique et plus généralement, elle constitue une préoccupation dans la conception des actionneurs électriques puisqu'elle détermine la qualité de l'effort mécanique créé. Dans le cadre de la direction assistée électrique, les ondulations de couple sont ramenées au volant par le biais de

la chaîne mécanique dans un rapport K (K rapport de réduction entre le moteur et le volant) pour l'amplitude et $1/K$ pour la fréquence et peuvent donc gêner le conducteur au niveau de la sensation de conduite.

L'obtention d'un couple ayant de très faibles ondulations passe par un choix judicieux de la structure de la machine (inclinaisons d'encoches, nombres fractionnaires d'encoches, largeur de l'arc polaire...[1,2]), mais également par une loi de commande adéquate (injection d'harmoniques de courant [3, 4], inversion de la force électromotrice [5]).

Un modèle de simulation des moteurs synchrones à aimants permanents à distribution de flux non-sinusoidale a été développé dans le but de reproduire les caractéristiques électromagnétiques et les ondulations de couple et ce en parfaite concordance avec une approche conduite par calcul de champs. La caractérisation et la modélisation de ces ondulations de couple au travers du modèle de simulation permettent de quantifier l'apport des techniques de compensation. A partir de ce modèle, un régulateur RST associé à un observateur de couple résistant est étudié. Nous montrons que l'ensemble des ondulations de couple est reconstruit. La méthode de compensation des ondulations de couple consiste à considérer ces ondulations comme une contribution particulière du couple de charge et de la compenser en injectant un courant adéquat.

II. DIRECTION ASSISTEE ELECTRIQUE

La direction à assistance électrique est en plein développement depuis une vingtaine d'années grâce aux progrès de l'électronique et des matériaux constituant les actionneurs. Ainsi, les commandes des actionneurs électriques sont aujourd'hui fiables et peu chères.

Le système d'assistance électrique de direction doit apporter une aide efficace au conducteur proportionnelle à son effort, mais en aucun cas, altérer des sensations de conduite. Des capteurs mesurent des paramètres tels que l'angle volant ou la vitesse du véhicule. Ces informations sont transmises à un calculateur qui évalue, en temps réel, l'assistance optimale à apporter au conducteur par le moteur électrique.

La direction à assistance électrique permet de supprimer les fluides hydrauliques et les pièces qui s'y rattachent, telles que

la pompe d'assistance et les canalisations ainsi que la courroie et la poulie sur le moteur thermique ce qui permet des gains en masse et en volume.

L'absence de pompe hydraulique attelée rend son fonctionnement indépendant du moteur. Contrairement à la direction assistée hydraulique, elle ne consomme de l'énergie électrique que lorsqu'il faut fournir de la puissance.

Les avantages de cette solution se situent à deux niveaux :

Environnement :

- A prestations équivalentes, la direction à assistance électrique permet des gains en consommation de l'ordre de 4 % par rapport à une assistance hydraulique.
- La suppression des fluides est un atout écologique pour le retraitement des véhicules en fin de vie (VHU).

Agrément de conduite :

- La gestion électronique des données (angle volant, vitesse du véhicule...) permet un paramétrage extrêmement fin des lois de direction ce qui augmente l'agrément de conduite.
- Elle fournit une assistance variable et adaptée à la vitesse (importante à basse vitesse, plus faible à vitesse élevée) ce qui contribue favorablement à la sécurité active.
- Le retour d'effort volant bénéficie d'un recentrage volant maîtrisé et d'un amortissement actif des vibrations provenant des liaisons au sol.
- L'adoption de la direction assistée électrique constitue un pas important vers les systèmes "Steer by Wire" à actionnement électrique, dans lesquels il n'existera plus de lien mécanique entre le volant et les roues

Une des grandes architectures de DAE (direction assistée électrique) est celle où le moteur d'assistance est intégré au niveau de la colonne de direction. Le moteur d'assistance agit sur la colonne de direction via un réducteur à roue et vis sans fin.



Fig. 1 DAE colonne

III. ONDULATIONS DE COUPLE DES MOTEURS SYNCHRONES

Les ondulations du couple de détente résultent de l'interaction entre les aimants et la structure encochée du stator. L'effet de cette interaction est de créer des positions d'équilibre préférentielles, du rotor par rapport au stator. Lorsque le rotor

se déplace par rapport au stator, les encoches créent des variations d'entrefer. Le rotor se déplace naturellement par rapport au stator en minimisant la réluctance du circuit magnétique vue de la roue polaire. Cette minimisation de réluctance correspond à la minimisation de l'entrefer global vu de l'inducteur. Ce couple dépend donc de la constitution du circuit magnétique. La périodicité du couple de détente sur un tour mécanique s'obtient par : PPCM ($Q, 2p$) avec Q nombre total d'encoches, $2p$ nombre total de pôles.

$$T_d(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} T_{dk} \sin(kN_p \theta) \quad (1)$$

où les coefficients T_{dk} sont déterminés par calcul de champs. L'amplitude des ondulations dues aux harmoniques de la force électromotrice ('ripple torque') est proportionnelle à la valeur de la consigne de courant et dépend la qualité de la répartition spatiale du champ magnétique dans l'entrefer (par rapport à une répartition parfaitement sinusoïdale) et aux encoches le long de l'entrefer. Dans le cas où les forces électromotrices ne sont pas sinusoïdales, elles s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} e_1 = \sum_{k=0}^{\infty} E_{2k+1} \cdot \cos[(2k+1) \cdot \theta] \\ e_2 = \sum_{k=0}^{\infty} E_{2k+1} \cdot \cos\left[(2k+1) \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ e_3 = \sum_{k=0}^{\infty} E_{2k+1} \cdot \cos\left[(2k+1) \cdot \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \end{cases} \begin{cases} i_1 = I_{ref} \sin(\theta + \psi) \\ i_2 = I_{ref} \sin\left(\theta + \psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_3 = I_{ref} \sin\left(\theta + \psi + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2)$$

avec n : rang des harmoniques de la décomposition en série de Fourier de la force électromotrice. A vitesse Ω donnée, le couple électromagnétique est régi par : $C = \frac{e_1 \cdot i_1 + e_2 \cdot i_2 + e_3 \cdot i_3}{\Omega}$

D'après les équations précédemment définies, le couple électromagnétique s'écrit :

$$C = \frac{3E_1 \cdot I}{2 \cdot \Omega} \cos\psi + \frac{3I}{2 \cdot \Omega} \sum_{k=1}^{\infty} E_{6k+1} \cdot \cos(6k\theta - \psi) + E_{6k-1} \cdot \cos(6k\theta - \psi) \quad (3)$$

A partir de cette expression, nous pouvons noter que :

- Le couple ne possède que des harmoniques de rang multiple de 6.
- Les harmoniques de couple sont proportionnelles à l'amplitude du courant.
- Les fem. de rang multiples de trois ne produisent pas d'ondulations de couple.
- Si les termes E_{6k+1} et E_{6k-1} sont de signes opposés et de même amplitude l'ondulation de couple résultante est nulle.

La simulation en charge du moteur à l'aide d'un modèle à contraintes localisées de type circuit nécessite la détermination préalable de ses caractéristiques électromagnétiques telles que le flux à vide par phase, la force électromotrice, l'inductance et le couple de détente, éléments constitutifs du modèle nécessaires à l'étude du comportement électrique de la machine.

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation effectués à l'aide du logiciel FLUX2D [6]. Les principales caractéristiques du moteur étudié sont : moteur à 4 paires de

pôles, 24 encoches, bobinage à pas diamétral, aimantation parallèle et alimenté par des courants purement sinusoïdaux.

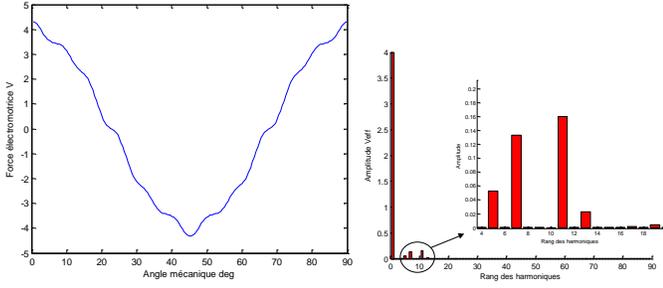


Fig. 2 Force électromotrice calculée par FLUX2D

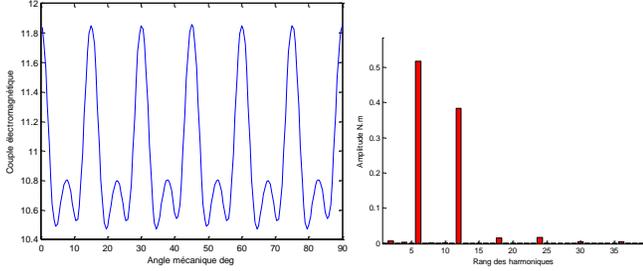


Fig. 3 Ondulations de couple dues aux harmoniques de fem. FLUX2D

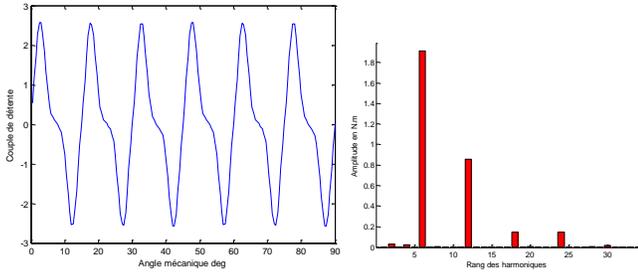


Fig. 4 Couple de détente calculé par FLUX2D

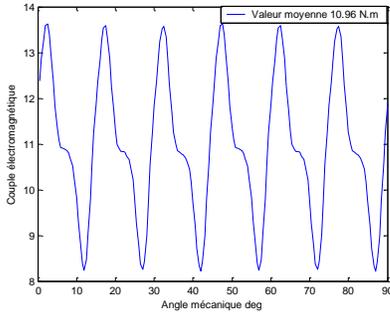


Fig. 5 Couple électromagnétique calculé par FLUX2D

La décomposition harmonique du couple électromagnétique permet de retrouver les propriétés énoncées précédemment à savoir que le couple ne possède que des harmoniques de rang multiple de 6 liés aux ondulations du couple de détente et aux ondulations dues aux harmoniques de fem.

IV. MODELE POUR LA SIMULATION DYNAMIQUE

Les caractéristiques électriques et mécaniques nécessaires à la simulation du fonctionnement en charge du moteur telles que l'inductance, la résistance, le flux induit par les aimants, le

courant nominal ont été calculées par calcul de champs. Rappelons les hypothèses qui nous ont permis de développer le modèle de simulation. La perméabilité des aimants permanents étant voisine de la perméabilité de l'air, on peut considérer que ces moteurs sont des machines électriques à entrefer large et constant (machine à pôles lisses). L'inductance de l'induit est donc constante et présente en général une faible valeur (courant et couple de court-circuit élevés).

De plus, compte tenu de la largeur de l'entrefer, les flux propres induits par les courants circulant dans ces bobinages seront faibles par comparaison aux flux induits par les aimants du rotor. On peut donc négliger, comme il est classique, les effets de la réaction d'induit sur la saturation des matériaux magnétiques. A partir de ces hypothèses, on peut déduire le modèle analytique du moteur synchrone à aimants permanents [7].

Les tensions aux bornes des trois phases du stator s'écrivent :

$$V_j = R I_j + \frac{d\phi_{tj}}{dt} \quad (4)$$

Avec R la résistance statorique, I_j les courants circulant dans les trois phases ($j=1, 2, 3$), ϕ_{tj} les flux totaux induits à travers chacun des bobinages. Etant donné que l'on néglige les effets de la réaction d'induit sur la saturation des matériaux, on peut écrire ces flux comme étant la somme des flux ϕ_{rj} induits par les aimants du rotor et des flux produit par les courants circulant dans les phases du stator.

$$\phi_{tj} = [L] I_j + \phi_{rj} \text{ où } [L] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (5)$$

La symétrie de $[L]$ provient de la symétrie triphasée de la machine.

Dans le cas où le flux induit par les aimants dans l'entrefer n'est pas sinusoïdal, l'expression de la forme d'onde peut être définie par une décomposition en série de Fourier (Fig. 2) :

$$\phi_{rj} = \phi_m \cos(\theta + (2j-2)\pi/3) + \sum_n \phi_{an} \cos(n\theta + (2j-2)\pi/3) \quad (6)$$

Comme on a une machine à pôles lisses pour laquelle on a négligé les effets de la saturation, les paramètres L_s et M_s sont constants et on peut donc écrire l'équation (4) sous la forme:

$$V_j = R_s i_j + [L_{jk}] \frac{d[i_j]}{dt} + e_j \quad (7)$$

$$\text{avec } e_j = \frac{d\phi_{rj}}{dt} = \frac{d\phi_{rj}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = p\Omega \cdot \frac{d}{d(p\theta)} \phi_{rj} = \omega \phi'_{rj}$$

Le couple est lui obtenu à partir de l'expression de la puissance instantanée :

$$C = \sum_{j=1}^3 I_j \frac{e_j}{\Omega} + Td(\theta) = \sum_{j=1}^3 I_j \phi'_{rj} + Td(\theta) \quad (8)$$

L'équation mécanique dépend de la charge. Nous nous limitons à l'équation mécanique la plus simple, soit :

$$C = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + Cr \quad (9)$$

où J est l'inertie des parties tournantes, f représente le frottement visqueux et Cr le couple de charge.

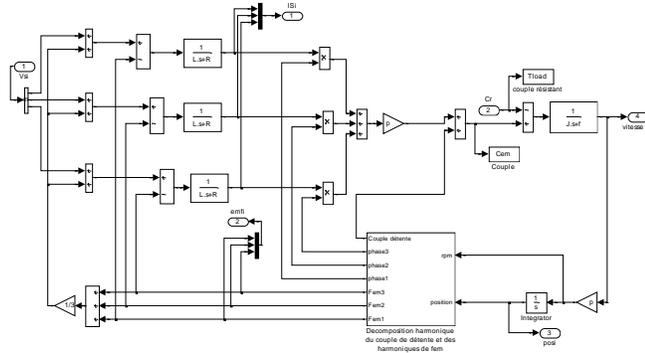


Fig. 6 Schéma Simulink du moteur synchrone

La figure (7) rappelle la structure d'un onduleur de tension alimenté par une source continue d'amplitude supposée constante E . Nous notons T_1, T_2, T_3 les interrupteurs 'hauts', et T_1', T_2', T_3' les interrupteurs 'bas'. Les commandes sont supposées complémentaires et nous négligeons les temps morts ; dans ces conditions les états des interrupteurs sont imposés par la commande.

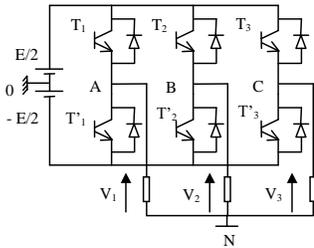


Fig. 7 Modèle de l'onduleur

On déduit l'expression des tensions par rapport au point milieu fictif 0 en fonction des tensions statoriques et du potentiel du neutre V_{N0} par rapport au point milieu de la source, soit :

$$V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} = \frac{E}{3} (u_1 + u_2 + u_3 - \frac{3}{2}) = V_1 + V_2 + V_3 + 3V_{N0} \quad (10)$$

Avec $u_i=1$ pour T'_i fermé, $u_i=0$ pour T_i ouvert.

Pour la machine synchrone triphasée, les tensions statoriques sont définies par la relation :

$$V_j = [L] \frac{d}{dt} I_j + [R] I_j + e_j \quad (11)$$

avec V_j la tension appliquée par l'onduleur à la phase j . A chaque instant, l'ensemble onduleur commande agira sur les tensions V_j de manière à minimiser l'écart entre le courant circulant dans chaque phase I_j et le courant de référence correspond à chaque phase.

Le neutre n'étant pas relié la somme des courants est nulle, nous obtenons les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{E}{3} (2u_1 - u_2 - u_3) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \\ V_2 = \frac{E}{3} (2u_2 - u_1 - u_3) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \\ V_3 = \frac{E}{3} (2u_3 - u_2 - u_1) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \end{cases} \quad (12)$$

Le principe de la modulation à largeur d'impulsion consiste à faire fonctionner l'onduleur à fréquence fixe et à imposer les rapports cycliques de découpage au moyen d'un régulateur,

par exemple un régulateur analogique de type PI pour contrôler le courant (Fig. 8).

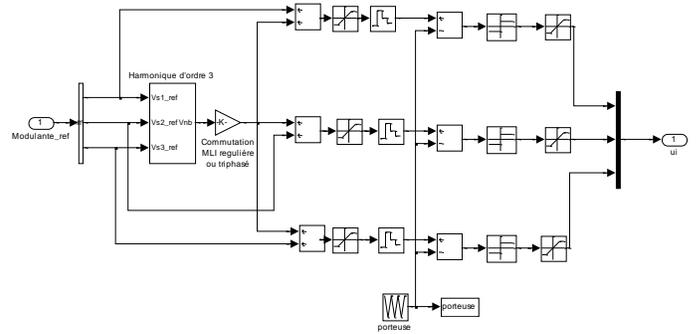


Fig. 8 Schéma bloc de la MLI

Ce modèle permet alors de reproduire les caractéristiques électromagnétiques et les ondulations de couple de la machine étudiée et ce en parfaite concordance avec l'approche conduite par calculs de champs ainsi que l'illustre la figure suivante.

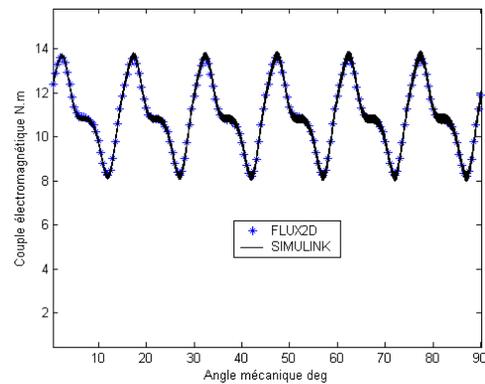


Fig. 9 Comparaison du couple électromagnétique reconstruit à partir du modèle développé sous Simulink et le couple calculé par FLUX2D

V. COMMANDE EN POSITION DES MOTEURS SYNCHRONES

Les ondulations de couple génèrent des ondulations de position. Dans le but de réduire ces ondulations, il est nécessaire de mettre en place une boucle correctrice assurant le rejet de ces perturbations. A cet effet nous développons un observateur permettant d'évaluer l'ensemble des ondulations de couple (couple de détente et ondulations de couple dues aux harmoniques de fem.)

A. Observateur de couple

Les équations d'état de l'actionneur sont tirées de l'équation mécanique qui décrit le comportement du moteur [8-9] :

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d\Omega/dt \\ d\theta/dt \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -f/J & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} Kem/J \\ 0 \end{bmatrix}}_{Bm} \begin{bmatrix} \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -1/J \\ 0 \end{bmatrix}}_{Bv} Cr \quad (13)$$

avec Kem constante de couple électromagnétique (Nm/A_{eff}).

La discrétisation de ce système est réalisée à partir de la résolution temporelle de (12) dans laquelle nous faisons intervenir la période d'échantillonnage (T_e). Le calcul intégral

est simplifié en supposant que le courant et le couple de charge sont bloqués à la période d'échantillonnage.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Omega(k+1) \\ \theta(k+1) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} Fm_{11} & 0 \\ Fm_{21} & 1 \end{bmatrix}}_{Fm} \begin{bmatrix} \Omega(k) \\ \theta(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} Hm_1 \\ Hm_2 \end{bmatrix}}_{Hm} I(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} Hv_1 \\ Hv_2 \end{bmatrix}}_{Hv} Cr(k) \\ \theta(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ Cm & 0 \end{bmatrix}}_{Cm} \begin{bmatrix} \Omega(k) \\ \theta(k) \end{bmatrix} \text{ et } \lambda = e^{-fTe/J} \\ Fm &= \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ J/f(1-\lambda) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Fm_{11} & 0 \\ Fm_{21} & 1 \end{bmatrix} \\ Hm &= \begin{bmatrix} (1-\lambda)Kem/f \\ (Te - J/f(1-\lambda))Kem/f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Hm_1 \\ Hm_2 \end{bmatrix} \\ Hv &= \begin{bmatrix} (\lambda-1)/f \\ -(Te - J/f(1-\lambda))/f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Hv_1 \\ Hv_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

En considérant que le couple de charge ne varie pas entre deux instants d'échantillonnage. On peut donc écrire $Cr(k+1) = Cr(k)$. Cette équation d'état supplémentaire est rajoutée à l'équation d'état initiale :

$$\begin{bmatrix} \Omega(k+1) \\ \theta(k+1) \\ Cr(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Fm_{11} & 0 & Hv_1 \\ Fm_{21} & 1 & Hv_2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega(k) \\ \theta(k) \\ Cr(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Hm_1 \\ Hm_2 \\ 0 \end{bmatrix} I(k) \quad (15)$$

La position étant mesurée, θ est une grandeur de sortie d'un système d'état réduit dont les variables d'état sont (Ω, Cr) .

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Omega(k+1) \\ Cr(k+1) \end{bmatrix}}_{X(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} Fm_{11} & Hv_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Fr} \underbrace{\begin{bmatrix} \Omega(k) \\ Cr(k) \end{bmatrix}}_{X(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} Hm_1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{Hr} I(k) \quad (16)$$

L'observateur réduit d'ordre 2 s'écrit de la façon suivante:

$$\hat{X}(k+1) = Fr\hat{X}(k) + HrI(k) + L_{obs}(\theta(k+1) - \theta(k)) - [Fm_{21} \ Hv_2]\hat{X}(k)$$

avec \hat{Cr} couple de charge estimé, $\hat{\Omega}$ vitesse estimée; $L_{obs} = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$

matrice de gain. Le choix de L_{obs} permet de fixer la dynamique d'observation caractérisée par les pôles z_1, z_2 .

Nous obtenons l'observateur réduit d'ordre 2 :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\Omega}'(k+1) \\ \hat{Cr}'(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Fm_{11} - l_1 & Fm_{21} & Hv_1 - l_1 & Hv_2 \\ -l_2 & Fm_{21} & 1 - l_2 & Hv_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega}'(k) \\ \hat{Cr}'(k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} l_1(Fm_{11} - l_1 - Fm_{21}) + l_1(Hv_1 - l_1 - Hv_2) \\ -l_2(l_2Hv_2 + l_1Fm_{21}) \end{bmatrix} \theta(k) \\ &+ \begin{bmatrix} Hm_1 - l_1 & Hm_2 \\ -l_2 & Hm_2 \end{bmatrix} I(k) \end{aligned} \quad (17)$$

Avec \hat{Cr}' et $\hat{\Omega}'$ des variables intermédiaires définies à l'aide de la transformation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{Cr}(k+1) &= \hat{Cr}'(k+1) + l_1\theta(k+1) \\ \hat{\Omega}(k+1) &= \hat{\Omega}'(k+1) + l_2\theta(k+1) \end{aligned} \quad (18)$$

Les coefficients l_1 et l_2 correspondent au vecteur de gains de l'observateur et permettent de fixer la dynamique d'observation par le fait qu'ils interviennent dans la matrice dynamique. Ces gains peuvent être obtenus de la même façon que la détermination des gains du retour d'état pour le placement des pôles. Avec $z_1 = z_2 = 0$, nous obtenons un observateur de couple à réponse pile donnant l'image du couple de charge en deux périodes d'échantillonnage.

$$l_1 = \frac{(z_1 + z_2)(Hv_2 Fm_{11} - Hv_1 Fm_{21}) - Hv_2(Fm_{11}^2 + z_1 z_2) + Hv_1 Fm_{21}(1 + Fm_{11})}{Fm_{21}(Hv_2(1 - Fm_{11}) + Hv_1 Fm_{21})} \quad (19)$$

$$l_2 = \frac{(z_1 - 1)(z_2 - 1)}{Hv_2(1 - Fm_{11}) + Hv_1 Fm_{21}}$$

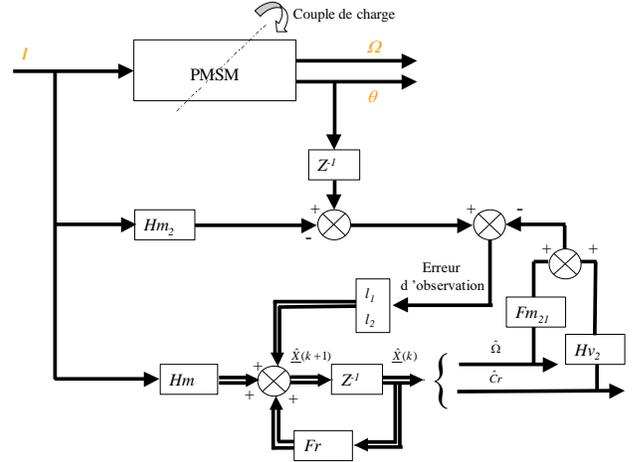


Fig. 10 Structure de l'observateur d'ordre 2

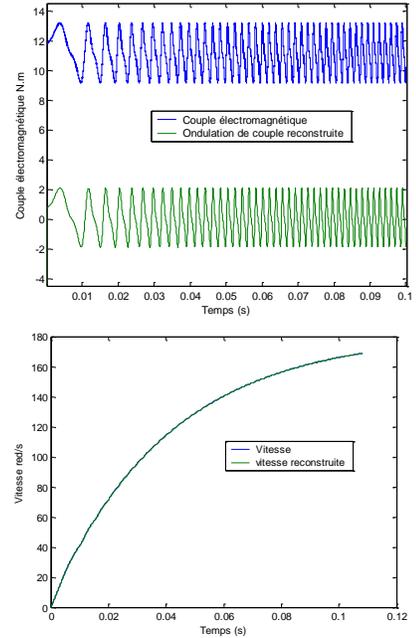


Fig. 11 Reconstruction des ondulations de couple et de la vitesse

Nous pouvons noter que l'observateur de couple permet de reconstruire avec précision l'ensemble des ondulations de couple et la vitesse.

Les simulations sont effectuées sans couple de charge et en considérant les paramètres mécaniques et la constante de couple connus.

B. Régulateur R.S.T.

Le dimensionnement du R.S.T. est défini à partir de la fonction de transfert échantillonnée de l'actionneur. C'est à partir de ce modèle que sont calculés les polynômes du régulateur en fonction des spécifications dynamiques. La structure du régulateur est donnée en (Fig. 13). Cette structure permet de ne pas introduire de zéros supplémentaires dans la fonction de transfert en boucle fermée.

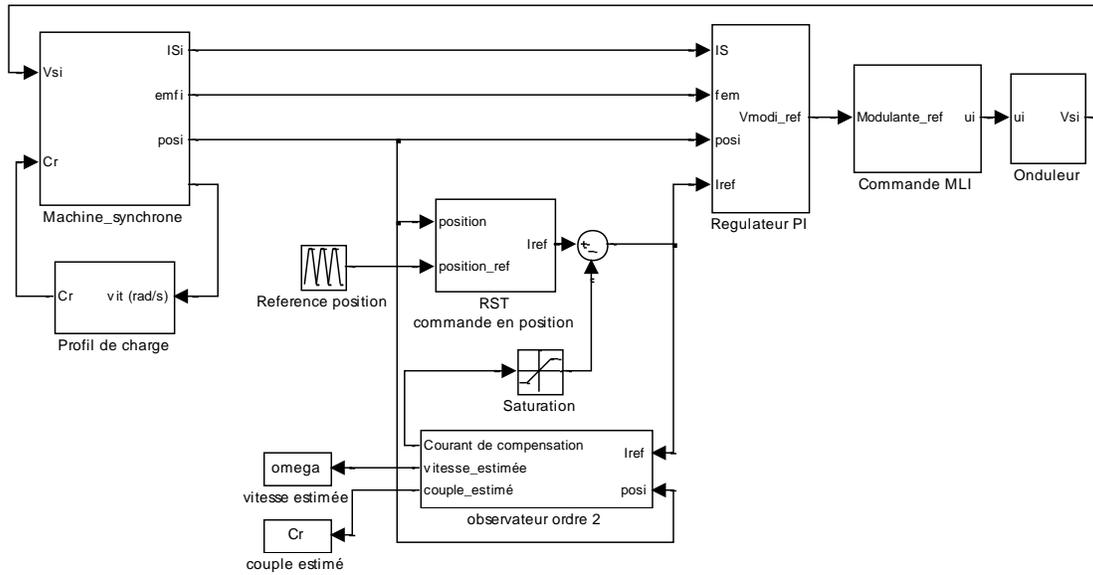


Fig. 12 Schéma bloc de la commande.

dans la fonction de transfert en boucle fermée. De plus, il y a une limitation de la grandeur de commande pour protéger le moteur contre des courants excessifs.

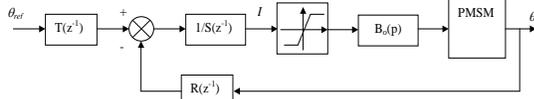


Fig. 13 Contrôle de position par régulateur R.S.T.

La fonction de transfert est calculée à partir de la représentation d'état de l'actionneur :

$$\frac{\theta(z^{-1})}{I(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

$$\text{avec } \begin{cases} a_1 = -(1 + \lambda) \\ b_1 = \frac{K_{em}}{f} \left[T e - \frac{J}{f} (1 - \lambda) \right] \end{cases} \begin{cases} a_2 = \lambda = F m_{11} = e^{-\frac{f}{J} T e} \\ b_2 = \frac{K_{em}}{f} \left[\frac{J}{f} (1 - \lambda) - \lambda T e \right] \end{cases} \quad (20)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors :

$$\frac{\theta(z)}{\theta_{ref}(z)} = \frac{T(z^{-1})B(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})} \quad (21)$$

L'action intégrale permet de réduire la sensibilité de l'actionneur aux perturbations de couple. Cette action est introduite dans le polynôme $S(z^{-1})$.

$$S(z^{-1}) = 1 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} = (1 - z^{-1}) S'(z^{-1}) \quad \text{action intégrale} \quad (22)$$

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2}$$

Il est possible de fixer la dynamique en boucle fermée en imposant les racines du dénominateur de la fonction de transfert. Une des méthodes consiste à identifier le dénominateur avec un polynôme $P(z^{-1})$, correspondant à la dynamique souhaitée.

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + p_3 z^{-3} = (1 - p_i z^{-1})^3 \quad (23)$$

avec $p_i = \exp(-T e w_{bf})$

Il s'agit alors de déterminer les coefficients des polynômes $R(z^{-1})$ et $S'(z^{-1})$ à l'aide de l'identité de Bezout. L'identification des coefficients des autres termes aboutit au système matriciel suivant :

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})S'(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ r_0 \\ r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & b_1 & 0 & 0 \\ a_1 - 1 & b_2 & b_1 & 0 \\ a_2 - a_1 & 0 & b_2 & b_1 \\ -a_2 & 0 & 0 & b_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_1 - a_1 + 1 \\ p_2 - a_2 + a_1 \\ p_3 + a_2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le polynôme T est calculé afin d'obtenir un gain statique unitaire :

$$1 = \frac{T B(1)}{P(1)} = \frac{T B(1)}{B(1)R(1)} \Rightarrow T = R(1) = r_0 + r_1 + r_2 \quad (25)$$

Le schéma bloc (Fig. 12) représente l'ensemble de la commande du moteur synchrone. Le modèle de la machine synchrone développé sous Matlab/Simulink est connecté au modèle de l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion régulé en courant.

A partir de la consigne de position, le bloc RST génère le courant de référence. A cette référence de courant est rajoutée une ondulation de courant calculée à partir du couple de charge reconstruit.

Les figures suivantes (Fig. 14) présentent les résultats de simulation effectués avec le RST couplé à l'observateur de couple. Pour ces simulations, nous avons pris une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, un couple résistant constant de 8 N.m et nous considérons les paramètres mécaniques connus.

Nous pouvons noter la dégradation des performances dynamiques due aux ondulations de couple intrinsèques à la machine (sans compensation). Les ondulations de couple se répercutent directement sur la position, la vitesse et la qualité du couple fourni. La compensation des ondulations dans la commande est nécessaire afin de rejeter ces perturbations.

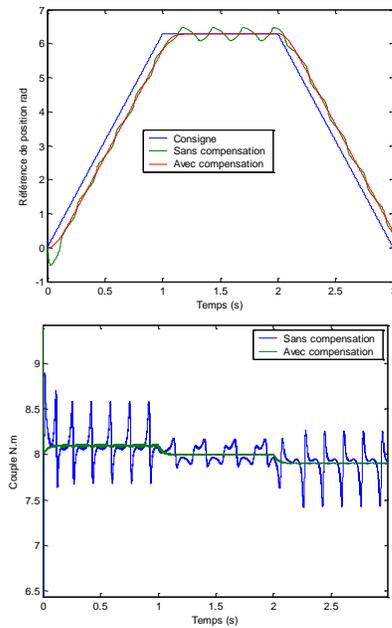


Fig. 14 Résultats de simulation.

Les figures suivantes (Fig. 15) présentent les résultats de simulation effectués lors à une régulation de vitesse couplée à l'observateur de couple. Nous pouvons constater la forme distordue du courant lorsque la compensation par le biais de l'observateur de couple est effective.

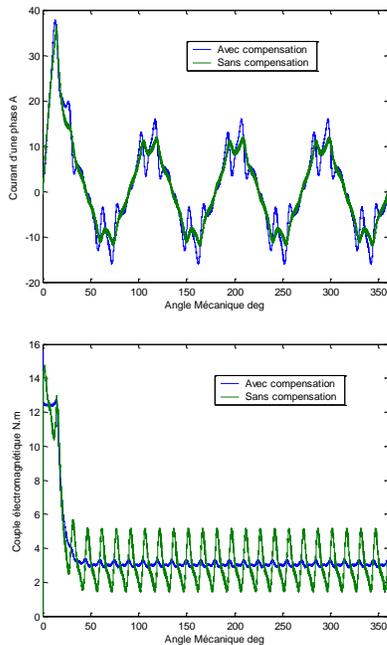


Fig. 15 Variations des paramètres mécaniques

Les équations d'état de l'observateur sont tirées de l'équation mécanique. Nous nous sommes alors intéressés à la robustesse de la commande (RST couplé à l'observateur de couple) par rapport aux variations des paramètres mécaniques à savoir l'inertie, le frottement et la constante de couple. La figure (16) a été obtenue pour des variations d'inertie, de coefficient de frottement et de constante de couple telles que :

$$J = k * J_{nom} \text{ avec } k \in \{0.5 ; 2\}$$

$$F = k * f_{nom} \text{ avec } k \in \{0.2 ; 5\}$$

$$K_{em} = k * K_{em_{nom}} \text{ avec } k \in \{1.2\}$$

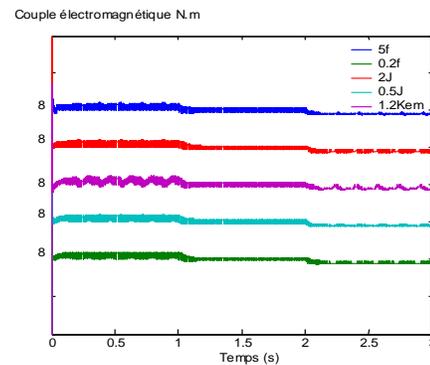


Fig. 16 Variations des paramètres mécaniques

Nous pouvons constater qu'une mauvaise évaluation des paramètres mécaniques influence peu la commande et que le rejet des ondulations de couple est bien effectif. Cette loi de commande peut être qualifiée de robuste.

VI. CONCLUSIONS

Un modèle de simulation du moteur synchrone à aimants permanents développé à partir de la caractérisation électromagnétique permet de représenter les caractéristiques réalistes de la machine. A partir de ce modèle, un régulateur RST avec un observateur de couple résistant est étudié. Nous montrons que l'utilisation d'un observateur d'état d'ordre réduit utilisant l'information de position et de courant permet de reconstruire l'ensemble des ondulations de couple. La méthode de compensation des ondulations consiste à considérer les ondulations de couple comme un couple résistant additif. Le couple observé est ensuite annihilé par la génération d'un courant de référence adéquat. Cet observateur associé à la procédure de compensation permet d'améliorer le comportement de l'actionneur notamment en matière de rejet de perturbations et ceci indépendamment de la connaissance des grandeurs mécaniques représentant le système.

VII. REFERENCES

- [1] W. Cai, D. Fulton 'Design of permanent magnet motors with low torque ripples', ICEM 2000, pp1384-1388.
- [2] Thomas M. Jahns, Wen L. Soong, 'Pulsating torque minimisation techniques for permanent magnet AC Motors Drives A Review', IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 43, No 2 April 1996.
- [3] N. Bianchi, S. Cervaro, L. Malsani, "Current shapes for minimising torque ripple in SPM motors" ICEM 2000, 28-30 August 2000, Finland.
- [4] J.Y. Hung, Z. Ding, "Design of currents to reduce torque ripple in Brushless permanent magnet motors", IEE PROCEEDINGS-B, Vol 140, No 4, July 1993.
- [5] S. Clenet, Y. Lefevre, N. Sadowski, S. Astier, M. Lajoie-Majenc "Compensation of permanent magnet motors torque ripple by means of current supply waveshapes control determined by finite element code", IEEE Transactions on Magnetic, Vol 29, No 2, MARCH 1993.
- [6] Handbook FLUX2D Cedrat.
- [7] L.Gasc, M. Fadel, S. Astier, L. Calegari, 'Modeling of non sinusoidal Permanent magnet synchronous machines with the aim of control, ELECTRIMACS 2002, Août 2002.

- [8] H. Kabbaj, P. Vorwald and M.Fadel, "Adaptive position control of a synchronous drive fed by a ZVS PWM inverter using on line identification and self tuned RST controller.", ELECTRIMACS'96, Saint-Nazaire, September 96 pp 929-933.
- [9] P. Vorwald, "Contrôle en position de la machine synchrone alimentée en courant entraînant une charge variable.", Thèse de docteur, I.N.P.-Toulouse, 1997.

VIII. BIOGRAPHIES



Laurent Gasc, born in 1975 in Toulouse, France. He received the Engineer Diploma from ENIT (Ecole Nationale d'Ingénieurs de TARBES) in 2000. He is currently preparing a PhD in the LEEI. His work is supported by the CNRS in relation with RENAULT France. His research deals with design and control laws of Electrical motors.



Maurice FADEL received the PhD. degree in electrical engineering from INPT in 1988. He works in the control of electrical systems group of LEEI since 1985. He is currently Professor at ENSEEIHT, his teaching covers control theory and design of control laws in electrical systems (static converter and electrical machines). Since 1998, he is the leader of the Control of Electrical Systems group. His owns researches concerns

Modeling and control of static converters, power electronics machines and drives.



Stéphane Astier was born in Marseille, France, in 1953. He received the Engineer Diploma from the ENSEEIHT Toulouse in 1977 and the Eng. Doctor Degree from the Institut National Polytechnique of Toulouse in 1979 after researches on permanent magnet machines. Then, he joined the ENSUT of Dakar, Senegal, as a searcher-teacher working on renewable energy applications for sahelian countries. He joined the LEEI Toulouse in 1989 as a "Maître de Conférences" where he has been working on electric actuators design for automotive applications, then on the electric vehicle as a system. He is now working particularly on architectures and energy management in autonomous systems.